



①⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

①⑫ **Offenlegungsschrift**
①⑩ **DE 199 39 998 A 1**

⑤① Int. Cl. 7:
G 01 C 19/56
H 03 B 5/04

②① Aktenzeichen: 199 39 998.0
②② Anmeldetag: 24. 8. 1999
④③ Offenlegungstag: 1. 3. 2001

DE 199 39 998 A 1

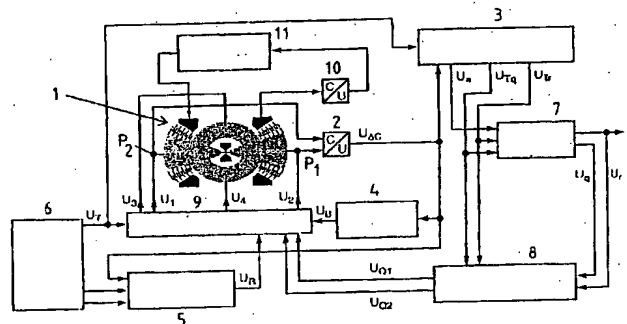
⑦① Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

⑦② Erfinder:
Funk, Karsten, Dr., 70195 Stuttgart, DE; Neul,
Reinhard, Dr., 70567 Stuttgart, DE; Lorenz, Gunar,
70839 Gerlingen, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤④ Vorrichtung zur Vorspannungserzeugung für einen schwingenden Drehratensensor

⑤⑦ Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Erzeugung von Vorspannungen für die Elektroden eines Drehratensensors. Durch Auswertung eines Drehratensignals und eines Quadratursignals werden unter Verwendung eines adaptiven Quadraturkompensators Steuersignale erzeugt, die mittels einer Vorspannungserzeugungsanordnung in Vorspannungen umgesetzt werden, die den Elektroden einer unterhalb der seismischen Masse oder Massen des Drehratensensors angeordneten Elektrodenvorrichtung zugeführt werden. Dadurch kann die Sensorstruktur derart geneigt werden, daß das am Ausgang auftretende Quadratursignal minimiert ist. Gemäß einer weiteren Eigenschaft der Erfindung werden die mittels der Vorspannungserzeugungsanordnung erzeugten Vorspannungen in Abhängigkeit vom Ausgangssignal einer Bandbreiteneinstellungsschaltung derart modifiziert, daß der Amplitudenfrequenzgang der Detektionsbewegung eine gewünschte Bandbreite aufweist.



DE 199 39 998 A 1

Die Erfindung geht aus von einer Vorrichtung zur Vorspannungserzeugung für einen rotatorisch oder linear schwingenden Drehratensensor mit den im Oberbegriff des Anspruchs 1 angegebenen Merkmalen.

Drehratensensoren, die den Corioliseffekt ausnutzen, sind im Zusammenhang mit Systemen zur Fahrzeugdynamikregelung bei Kraftfahrzeugen bekannt und werden von der Anmelderin als mikromechanische Drehratensensoren am Markt angeboten. Ein Drehratensensor weist eine oder mehrere seismische Massen auf, die durch eine in einer elektronischen Schaltung erzeugte Spannung zu mechanischen Schwingungen angeregt werden. Diese wirken auf einen oder mehrere Beschleunigungssensoren, die bei einer Drehung des Systems die auf die schwingenden Massen wirkende Coriolis-Beschleunigung messen. Aus den Anregungs- und Beschleunigungssignalen kann mit Hilfe einer Auswerteschaltung die Drehrate des Systems bestimmt werden.

Ein zusätzliches elektrisches Testsignal, das auf den oder die Beschleunigungssensoren gegeben wird, kann dazu dienen, eine zusätzliche, willkürlich erzeugte Beschleunigung auf den Sensor wirken zu lassen. Damit können beispielsweise Informationen über die Eigenschaften des Beschleunigungssensors und der nachgeschalteten Auswerteschaltung gewonnen werden. Es ist somit auch möglich, Fehler, insbesondere systematische Fehler, zu erkennen. Dies ist besonders wichtig, da den Corioliseffekt auswertende Drehratensensoren systematische Fehler aufweisen, deren Auswirkungen auf das Meßsignal durch geeignete Wahl der Auswertemethoden minimiert werden müssen.

In der DE 199 10 415 sind ein Verfahren und eine Vorrichtung zum Abstimmen eines ersten Oszillators mit einem zweiten Oszillator beschrieben. Dabei werden zwei symmetrisch zu der Schwingung des zweiten Oszillators frequenz- und phasenverschobene Signale dazu verwendet, das Antwortverhalten des ersten Oszillators zu bestimmen. In Abhängigkeit der Differenz der Antwortverhalten wird eine Abstimmung des ersten Oszillators mit Bezug auf den zweiten Oszillator durchgeführt. Zur Amplitudenkorrektur erfolgt eine Quotientenbildung aus dem Ausgangssignal und der Summe der Antwortverhalten. Dieses Verfahren und die Vorrichtung können insbesondere in einem Drehratensensor zum Einsatz kommen. Sie stellen sicher, daß die Auswertebedingungen für die Corioliskraft stabil sind. Auch Temperaturveränderungen und Alterungseffekte können automatisch nachgeregelt werden, wobei mittels des Regelkreises die Schwingungen beider Oszillatoren aufeinander abgestimmt werden. Das bekannte Verfahren macht es nicht mehr nötig, den Detektionsmodus möglichst weit von der Oszillatorfrequenz zu entfernen.

Aus der DE-A-196 53 021 ist eine Vorrichtung zur Ermittlung einer Drehrate mit einem Drehratensensor bekannt, die unter anderem ein Maß für die Coriolis-Beschleunigung und damit auch für die Drehrate ist. Die Ausgangssignale des Drehratensensors sind pulswidenmodulierte oder Sigma-Delta-Signale. Diese werden einer digitalen Auswerteschaltung zugeführt, welche einen Subtrahierer, einen Multiplizierer und einen Phasenschieber aufweist. Letzterem wird das Trägersignal zugeführt, das den Drehratensensor zu Schwingungen anregt, wobei der digitale Phasenschieber das Trägersignal in Phase mit den Coriolis-Beschleunigungsanteilen bringt und wobei das zugehörige Signal dem Multiplizierer zugeführt wird. Dessen Ausgangssignal wird über einen D/A-Wandler und einen Tiefpaß dem

Ausgang zugeführt, an welchem das gewünschte Drehratensignal zur Verfügung steht.

Vorteile der Erfindung

Die erfindungsgemäße Vorrichtung zur Vorspannungserzeugung für einen rotatorisch oder linear schwingenden Drehratensensor führt zu dem Vorteil, daß ein Auftreten eines Quadratursignals, welches die Drehratensignalermittlung negativ beeinflussen könnte, durch eine Erzeugung geeigneter Vorspannungssignale für die Elektrodenanordnung vermieden oder zumindest minimiert wird. Aufgrund dieser Vorspannungssignale treten auf den Drehratensensor, der beispielsweise scheibenförmig aufgebaut ist, einwirkende elektrostatische Kräfte auf. Mittels dieser wird der Drehratensensor so geneigt, daß das Quadratursignal minimiert ist. Um den Drehratensensor in eine gewünschte Richtung zu neigen, genügt es, Potentialdifferenzen zwischen den Detektionselektroden vorzugeben. Dies kann durch eine Vorgabe zweier Ausgangssignale U_{Q1} und U_{Q2} aus dem Quadraturkompensator erfolgen, wobei diese Ausgangssignale die auf die Elektroden gegebenen Vorspannungen beeinflussen. Vorzugsweise werden zur Kompensation des Quadratursignals beim rotatorischen Drehratensensor vier und beim linearen Drehratensensor mindestens 2 unter der Sensorstruktur angeordnete Elektroden mit geeigneten Vorspannungen beaufschlagt.

Weitere Vorteile der erfindungsgemäßen Vorrichtung bestehen in einer Verbesserung der Meßauflösung und – da die Quadraturkomponente in adaptiver Weise unterdrückt wird – darin, daß Alterungs- und Temperaturabhängigkeiten sowie die Notwendigkeit eines Abgleichs vermieden werden.

Weitere Vorteile der Erfindung ergeben sich aus in den abhängigen Ansprüchen angegebenen Merkmalen.

Zeichnung

Die Erfindung wird anhand eines in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiels in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 eine Skizze zur Erläuterung des Prinzips eines rotatorisch schwingenden Drehratensensors,

Fig. 2 eine Skizze zur Veranschaulichung der Elektrodenstruktur unter der seismischen Masse,

Fig. 3 ein Blockschaltbild einer Vorrichtung zur Vorspannungserzeugung für einen rotatorisch schwingenden Drehratensensor und

Fig. 4 ein Diagramm zur Veranschaulichung des Amplitudenfrequenzganges der Detektionsbewegung.

Beschreibung

Die Fig. 1 zeigt eine Skizze zur Erläuterung des Prinzips eines rotatorisch schwingenden Drehratensensors. Eine scheibenförmige Struktur wird in eine rotatorisch vibrierende Schwingung um die zur Chipoberfläche senkrechte Achse z versetzt. Aufgrund des Drehimpulserhaltungssatzes reagiert diese Struktur auf eine von außen aufgebrachte Drehgeschwindigkeit (Drehrate) um die Achse y mit einem Drehmoment, das die scheibenförmige Struktur um eine Achse x senkrecht zur Antriebbewegungsachse z und senkrecht zur Drehratenachse y verkippt. Diese Detektionsbewegung um die Achse x wird mit Hilfe von Elektroden, die sich unterhalb der Struktur auf dem Substrat befinden, elektrostatisch über Kapazitätsänderungen detektiert. Diese Anordnung geht aus der Fig. 2 hervor, welche eine Skizze zur Veranschaulichung der Elektrodenstruktur E unter der seismischen Masse M des Sensors zeigt.

Das erhaltene Meßsignal wird einem Kapazitäts-Spannungs-Wandler zugeführt, an dem ein Signal auftritt, das der Drehgeschwindigkeit der Antriebsbewegung multipliziert mit der zu messenden Drehrate entspricht. Nachrichtentechnisch betrachtet handelt es sich um ein zweiseitenbandamplitudenmoduliertes Signal ohne Träger. Mittels einer nachfolgenden Signalverarbeitung erhält man durch eine Synchrondemodulation und eine Tiefpaßfilterung das gewünschte Drehratensignal.

Bei realen Drehratensensoren tritt an den Detektionskapazitäten jedoch nicht nur das genannte drehratenproportionale Signal auf, das einer Anregung der Detektionsbewegung in Phase mit der Drehgeschwindigkeit der Antriebsbewegung entspricht, sondern auch ein Signal, das die Detektionsbewegung in Phase mit der Amplitude bzw. der Beschleunigung der Antriebsbewegung anregt. Es handelt sich dabei um ein Störsignal, das unabhängig von der zu messenden Drehrate vorhanden ist und das geeignet ist, die Drehratensignalauswertung negativ zu beeinflussen. So verschlechtert es beispielsweise die erreichbare Meßauflösung. Dieses Störsignal ist zum Meßsignal um 90° phasenverschoben. Es steht also im elektrischen Zeigerdiagramm senkrecht auf dem Meßsignal und wird daher als Quadratursignal bezeichnet.

Die Gründe für das Auftreten eines Quadratursignals sind im wesentlichen Imperfektionen, die bei der Fertigung des mikromechanischen Sensorelements auftreten.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird das genannte Quadratursignal bereits in der Sensormechanik kompensiert. Dazu werden unter Verwendung eines digitalen adaptiven Algorithmus in geeigneter Weise elektrostatische Kräfte auf die scheibenförmige Sensorstruktur ausgeübt, so daß ein Quadratursignal erst gar nicht auftritt bzw. es zumindest minimiert wird. Dadurch werden in vorteilhafter Weise auch die angesprochenen unerwünschten Einflüsse des Quadratursignals auf die Signalauswertung vermieden.

Mittels dieser Signalauswertung wird das amplitudenmodulierte, drehratenproportionale Signal, das aus dem Kapazitäts-Spannungs-Wandler kommt, aus diversen Störsignalen herausgefiltert. Störsignale können beispielsweise Rauschen der Mechanik und der Elektronik sein, können aber auch durch Störbeschleunigungen verursacht werden. Aus diesen Gründen und aus Gründen der Empfindlichkeitssteigerung ist es vorteilhaft, bei der Detektionsbewegung die Resonanz der mechanischen Struktur um die Detektionsachse auszunutzen.

Bei mechanischen Strukturen wie dem DRS-MM2 der Anmelderin liegen aber die Antriebsresonanz und die Detektionsresonanz nicht notwendigerweise aufeinander und streuen außerdem mit den Fertigungstoleranzen. Daher benötigt man eine Detektionsresonanzregelung, die die Detektionsresonanzfrequenz auf die Antriebsresonanzfrequenz zwingt. Ein derartiger Resonanzregler ist in der bereits oben erwähnten DE 199 10 415 beschrieben.

Ein Problem, das dabei auftritt, ist die Bandbreite der Resonanzüberhöhung der Detektionsbewegung. Bei Strukturen wie dem DRS-MM2 beträgt diese Bandbreite aufgrund der entsprechenden Güte der Detektionsresonanz nur einige Hz. Damit würde sich eine Bandbreite der gesamten Drehratenmessung von ebenfalls einigen Hz ergeben. Das wäre viel zu wenig, verglichen mit den 50 bis 100 Hz, die in den Spezifikationen üblicherweise gefordert werden. Man könnte zwar den Gasdruck erhöhen, der die Struktur umgibt und damit die Resonanz soweit dämpfen, bis die Resonanzüberhöhung eine passende Bandbreite besitzt. Man würde damit aber gleichzeitig das mechanische Rauschen vergrößern und die Antriebsresonanz bedämpfen, so daß man eine geringere Meßauflösung und höhere erforderliche Antriebs-

spannungen hätte. Gleichzeitig würde man die Temperaturabhängigkeit der Meßempfindlichkeit vergrößern. Alle diese Auswirkungen sind höchst unerwünscht.

Den gleichen Effekt einer passenden Bedämpfung der Detektionsresonanz kann man aber auch mittels einer elektronischen Bandbreiteneinstellung erzielen. Gleichzeitig ergeben sich dadurch auch Vorteile bezüglich der Temperaturabhängigkeit der Resonanzüberhöhung der Detektionsbewegung und damit der Sensorempfindlichkeit.

Die Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild einer Vorrichtung zur Spannungserzeugung für einen rotatorisch schwingenden Drehratensensor, die sinngemäß auch bei einem linear schwingenden Drehratensensor anwendbar ist.

Die vom Drehratensensor 1 erzeugten, an den Schaltungspunkten P_1 und P_2 anliegenden Meßsignale, welche vorzugsweise Kapazitätsmeßsignale sind, werden einem Kapazitäts-Spannungs-Wandler 2 zugeführt. Dieser stellt an seinem Ausgang ein Signal U_{AC} zur Verfügung, welches der Drehgeschwindigkeit der Antriebsbewegung multipliziert mit der zu messenden Drehrate entspricht.

Dieses wird einem adaptiven Phasenkompensator 3, einer Bandbreiteneinstellungsschaltung 4 und einem Resonanzregler 5 zugeführt.

Der adaptive Phasenkompensator 3 hat die Aufgabe, das in einem Testsignalgenerator 6 erzeugte Signal U_T , das den Drehratensensor zu Schwingungen anregt, in Phase mit dem im Ausgangssignal des Kapazitäts-Spannungs-Wandlers 2 enthaltenen Coriolis-Beschleunigungsanteilen zu bringen. Dies kann beispielsweise so geschehen, wie es in der bereits oben genannten Patentanmeldung 196 53 021 der Anmelderin beschrieben ist. Das Ausgangssignal U_c des Phasenkompensators 3, welches nach dem LMS (least-meansquare)-Algorithmus ermittelt wird, wird dem Synchrondemodulator 7 zugeführt. Dieser erhält weiterhin Demodulationsträgersignale U_{Tq} und U_{Tr} , welche ebenfalls im adaptiven Phasenkompensator durch Auswertung des Signals U_T des Testsignalgenerators 6 und des Ausgangssignals U_{AC} des Kapazitäts-Spannungs-Wandlers 2 erhalten werden.

Im Synchrondemodulator 7 erfolgt durch Multiplikation und anschließende Tiefpaßfilterung aus dem Signal U_c und den Demodulationsträgern U_{Tq} und U_{Tr} eine Ermittlung des gewünschten Drehratensignals U_r und eines Quadratursignals U_q .

Aus dem Drehratensignal U_r und dem Quadratursignal U_q werden mittels des adaptiven Quadraturkompensators 8, welchem weiterhin die im adaptiven Phasenkompensator 3 ermittelten Demodulationsträgersignale U_{Tq} und U_{Tr} zugeführt werden, Steuersignale U_{Q1} und U_{Q2} ermittelt, die der Vorspannungserzeugungsanordnung 9 zugeleitet werden. Diese Steuersignale U_{Q1} und U_{Q2} werden im Sinne eines digitalen adaptiven Algorithmus zum Beaufschlagen der Detektionselektroden des Drehratensensors mit Gleichspannungspegeln verwendet. Diese werden durch den adaptiven Algorithmus solange verändert, bis das entstehende Quadratursignal U_q minimal wird bzw. völlig verschwindet. Hierzu können verschiedene Algorithmen eingesetzt werden, beispielsweise der Optimierungsalgorithmus nach der Methode des steilsten Abstiegs.

Bei dieser Methode werden kleine Spannungsänderungen abwechselnd über U_{Q1} und U_{Q2} auf die Elektroden gegeben und die Reaktion des Quadratursignals darauf ausgewertet. Sinkt die Quadratur, so werden weiter gleichartige Spannungsänderungen auf die Ausgangssignale gegeben. Steigt die Quadratur, werden Spannungsänderungen entgegengesetzter Polarität verwendet. Gleichzeitig wird die Größe der Spannungsänderung gemäß dem Betrag der verbleibenden Quadratur angepaßt. Auf diese Art gelangt man zu einem Minimum der Quadratur, im Idealfall verschwindet sie ganz.

Der Vorspannungserzeugungsanordnung 9 werden außer den bereits genannten Steuerspannungen U_{Q1} und U_{Q2} weitere Eingangssignale U_T , U_R und U_B zugeführt.

Das Signal U_T wird im Testsignalgenerator 6 generiert. Dieser verwendet beispielsweise eine Frequenz f_0 , die 100 Hz beträgt, und erzeugt daraus ein Testsignal U_T mit Frequenzkomponenten bei $f_0 + f_1$ und $f_0 - f_1$, wobei f_1 die Eigenfrequenz eines Schwingkörpers beschreibt. Dieses Testsignal gelangt über die Vorspannungserzeugungsanordnung 9 an den Drehratensensor 1 und auch direkt – wie bereits oben ausgeführt wurde – an den adaptiven Phasenkompensator 3. Weiterhin wird das Signal U_T auch in Form seiner Einzelkomponenten dem Resonanzregler 5 zugeführt.

Der Resonanzregler 5 ermittelt unter Verwendung dieser Einzelkomponenten des Signals U_T und des Ausgangssignals U_{AC} des Kapazitäts-Spannungs-Wandlers 2 eine Steuerspannung U_R , die am Ausgang des Resonanzreglers 5 zur Verfügung gestellt und der Vorspannungserzeugungsanordnung 9 zugeführt wird.

Ein Beispiel für einen derartigen Resonanzregler ist der bereits oben genannten DE 199 10 415 der Anmelderin entnehmbar. Die ermittelte Steuerspannung U_R wird allen vier Elektroden als gemeinsame Vorspannung zugeführt. Dadurch wird die effektive Federsteifigkeit der Detektionsbewegung des Sensorelementes so weit verringert, bis die Arbeitsfrequenz des Sensorelementes und die Resonanzfrequenz der Detektionsbewegung übereinstimmen. Die Verwendung eines derartigen Resonanzreglers hat den Vorteil, daß es nicht mehr notwendig ist, den Detektionsmodus möglichst weit von der Oszillatorfrequenz entfernt vorzusehen. Ein durch die Resonanzüberhöhung verursachter Amplitudenfehler tritt nicht mehr auf, da der eingeschwingene Zustand durch permanente Resonanzregelung stabil beibehalten wird.

Das Signal U_B wird in der Bandbreiteneinstellungsschaltung 4 erzeugt, welcher eingangsseitig das Ausgangssignal U_{AC} des Kapazitäts-Spannungs-Wandlers 2 zugeführt wird. Folglich wird zur elektronischen Bandbreiteneinstellung der Detektionsbewegung des Sensorelementes eine geeignete Gegenkopplung des Signals U_{AC} über den Ausgang der Bandbreiteneinstellung U_B und die Vorspannungserzeugung auf das Sensorelement durchgeführt. Dazu wird eine Art Lageregler verwendet, der einen um 90° phasenverschobenen Anteil besitzt. Zu diesem Zweck kommen beispielsweise DT₁-, PDT₁- und PIDT₁-Regler in Frage. Diese Regler werden aber nicht wie übliche Lageregler betrieben, weil diese die Übertragungsfunktion der Detektionsbewegung ungeeignet verändern würden. Vielmehr plazierte man im Gegensatz zum sonst üblichen Lageregler den Regler im Rückwärtszweig der Regelschleife und es wird nur eine ganz bestimmte, vergleichsweise kleine Kreisverstärkung eingestellt, die die Resonanzpole in der s-Ebene gerade soweit von der imaginären Achse entfernen, daß sich die gewünschte Bandbreite der Resonanz der Detektionsbewegung ergibt.

Die Fig. 4 zeigt den Amplitudenfrequenzgang der Detektionsbewegung ohne (---) und mit (—) Bandbreiteneinstellung. Der Amplitudengang ist auf die Verstärkung bei der Frequenz 0 bezogen. Das Lehrsche Dämpfungsmaß der Detektionsbewegung ist zu $D = 0,01$ angenommen, die Arbeitsfrequenz ist beispielsweise 2 KHz. Es wurde ein DT₁-Regler eingesetzt. Um so größer die ursprüngliche Güte der Detektionsresonanz des Sensorelementes ist, desto unabhängiger wird die verbleibende Güte des Sensorelementes mit Bandbreiteneinstellung und damit die Bandbreite und die Meßempfindlichkeit des Gesamtsensors von Veränderungen der ursprünglichen Güte des Sensorelementes durch Temperatur, Alterung und Gasdruck.

Weitere Vorteile einer derartigen elektronischen Bandbreiteneinstellung bestehen darin, daß Schwankungen der Güte der Detektionsbewegung des Sensorelementes durch Fertigungstoleranzen, Alterung und Temperatur gedämpft werden. Ferner ist eine derartige elektronische Bandbreiteneinstellung einfacher realisierbar als eine mechanische Güteeinstellung, beispielsweise über den Gasdruck. Auch ist die Temperaturabhängigkeit der Meßempfindlichkeit des Gesamtsensors stark herabgesetzt.

Die Vorspannungserzeugungsschaltung 9 erzeugt unter Verwendung der ihr zugeführten Signale vier Vorspannungen U_1 , U_2 , U_3 und U_4 für die unterhalb der seismischen Masse des Drehratensensors angeordneten vier Elektroden. Dies geschieht nach den folgenden Beziehungen:

$$U_1 = U_B + U_{Q1} + U_T + U_R$$

$$U_2 = -U_B - U_{Q1} - U_T + U_R$$

$$U_3 = U_{Q2} + U_R$$

$$U_4 = -U_{Q2} + U_R.$$

Auch ein BITE-Signal kann an dieser Stelle eingespeist werden. Linear schwingende Drehratensensoren, die nur 2 Elektroden verwenden, benutzen nur die Spannungen U_1 und U_2 .

Mittels der Amplitudenstabilisierungsschaltung 11, der über einen Kapazitäts-Spannungs-Wandler 10 ein vom Drehratensensor 1 abgeleitetes Eingangssignal zugeführt wird, wird ein Ausgangssignal erzeugt, aufgrund dessen der Sensor in eine Drehschwingung mit konstanter Amplitude um die aus der obigen Fig. 1 ersichtliche z-Achse versetzt wird. Die Erzeugung dieses Ausgangssignals erfolgt mittels einer Schwingungsschaltung mit Amplitudenregelung. Dies führt dazu, daß das Sensorelement mit seiner Eigenfrequenz f_1 um die z-Achse schwingt.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zur Vorspannungserzeugung für einen rotatorisch oder linear schwingenden Drehratensensor, welcher ausgangsseitig mindestens ein Meßsignal zur Verfügung stellt, aus welchem mittels einer an den Drehratensensor angeschlossenen Auswerteschaltung ein Drehratensignal ermittelt wird, und welcher eine Elektrodenanordnung mit mindestens zwei Elektroden aufweist, die mit einer Vorspannungserzeugungsanordnung verbunden sind, dadurch gekennzeichnet, daß sie einen adaptiven Quadraturkompensator (8) aufweist, der eingangsseitig mit der Auswerteschaltung (2, 3, 7) und ausgangsseitig mit der Vorspannungserzeugungsanordnung (9) verbunden ist.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Meßsignal ein Kapazitätsmeßsignal ist und die Auswerteschaltung einen Kapazitäts-/Spannungs-Wandler (2) aufweist.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Auswerteschaltung einen adaptiven Phasenkompensator (3) und einen Synchronmodulator (7) aufweist.
4. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der adaptive Phasenkompensator (3) Ausgänge für ein phasenverschobenes Meßsignal (U_e) und Demodulationsträgersignale (U_{Tq} , U_{Tr}) aufweist.
5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Demodulationsträgersignale dem ad-

aptiven Quadraturkompensator (8) zugeführt werden.

6. Vorrichtung nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Synchrondemodulator (7) Eingangsanschlüsse für die Ausgangssignale des adaptiven Phasenkompensators (3) sowie zwei Ausgänge aufweist, wobei am ersten dieser Ausgänge das Drehratensignal (U_T) und am zweiten dieser Ausgänge ein Quadratursignal (U_Q) abgreifbar ist.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der adaptive Quadraturkompensator (8) einen Eingang für das Drehratensignal (U_T) und einen Eingang für das Quadratursignal (U_Q) aufweist.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der adaptive Quadraturkompensator (8) aus seinen Eingangssignalen mittels eines digitalen adaptiven Algorithmus mindestens zwei Steuersignale (U_{Q1} , U_{Q2}) für die Vorspannungserzeugungsanordnung (9) generiert.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der adaptive Quadraturkompensator (8) mindestens zwei Ausgänge aufweist, an denen er unterschiedliche Steuersignale (U_{Q1} , U_{Q2}) für die Vorspannungserzeugungsanordnung (9) zur Verfügung stellt.

10. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß sie einen Resonanzregler (5) aufweist, der ausgangsseitig mit der Vorspannungserzeugungsanordnung (9) verbunden ist und zur Erzeugung eines Resonanzregelsignals (U_R) dient.

11. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des Kapazitäts-Spannungs-Wandlers (2) einer Bandbreiteneinstellungsschaltung (4) zugeführt wird, die ausgangsseitig mit der Vorspannungserzeugungsanordnung (9) verbunden ist und zur Erzeugung eines Bandbreiteneinstellungs-Steuersignals (U_B) vorgesehen ist.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Bandbreiteneinstellungsschaltung (4) einen Lageregler mit einem um 90° phasenverschobenen Anteil aufweist, der im Rückwärtszweig einer Regelschleife angeordnet ist.

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Kreisverstärkung des Lagereglers derart eingestellt ist, daß eine vorgegebene Bandbreite bzw. Güte der Resonanz der Detektionsbewegung erzielt wird.

14. Vorrichtung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Elektrodenanordnung zwei bzw. vier Elektroden aufweist und die Vorspannungserzeugungsanordnung Vorspannungen für die Elektroden nach folgenden Beziehungen erzeugt:

$$U_1 = U_B + U_{Q1} + U_T + U_R \quad 55$$

$$U_2 = -U_B - U_{Q1} - U_T + U_R$$

$$U_3 = U_{Q2} + U_R$$

$$U_4 = -U_{Q2} + U_R, \quad 60$$

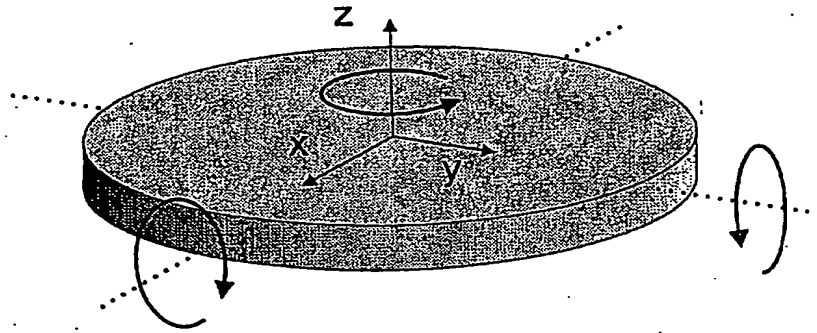
wobei im Fall von zwei Elektroden die Spannungen U_1 und U_2 verwendet werden und

wobei U_T ein mittels eines Testgenerators (6) erzeugtes Testsignal, U_R das Ausgangssignal des Resonanzreglers (5), U_B das Ausgangssignal der Bandbreiteneinstellungsschaltung (4) und U_{Q1} und U_{Q2} die Ausgangs-

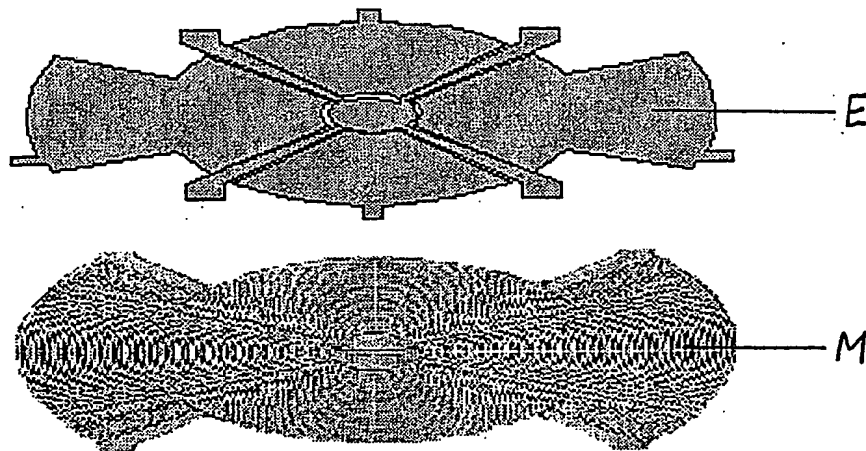
signale des adaptiven Quadraturkompensators (8) sind.

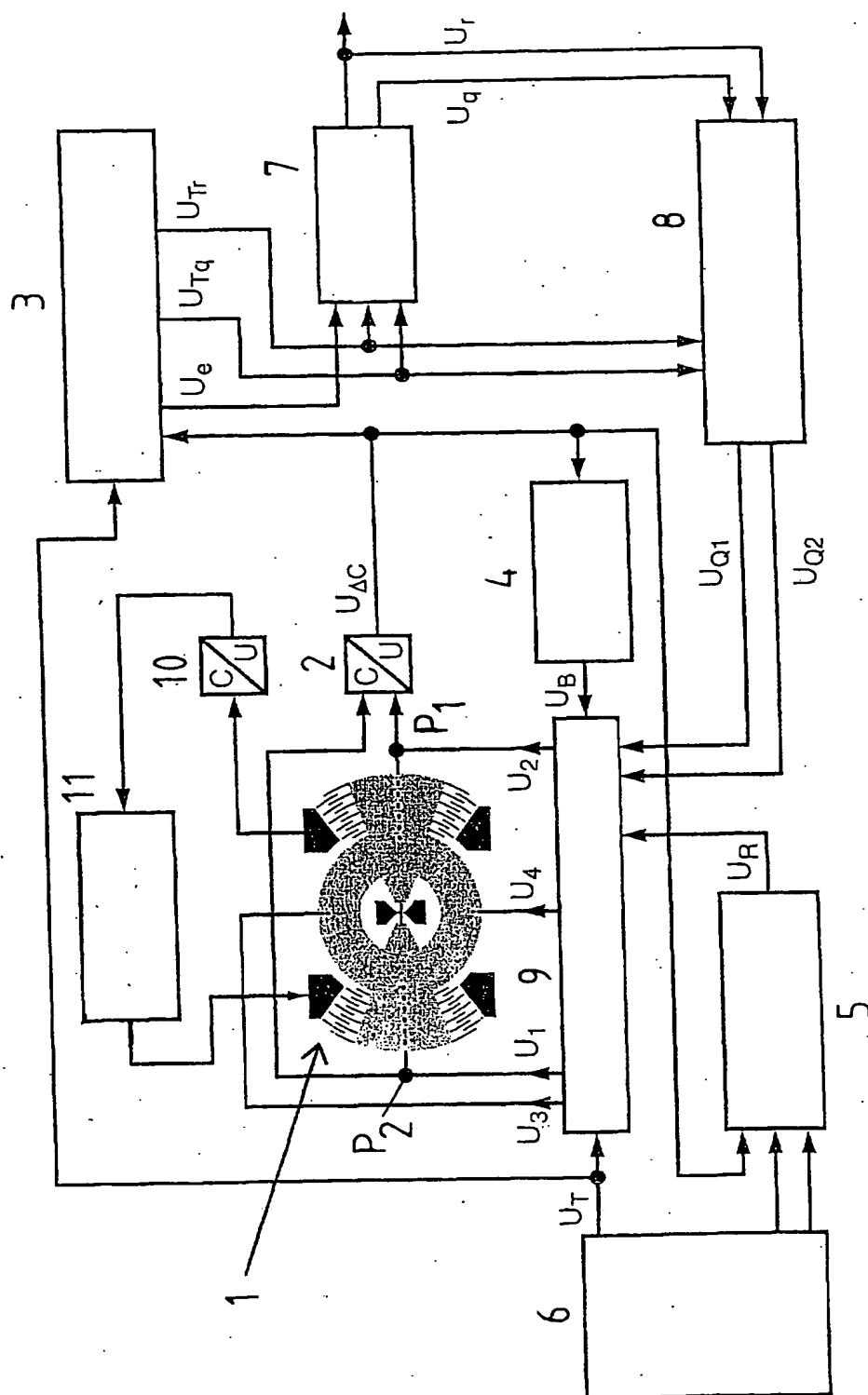
Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

FIGUR 1



FIGUR 2





FIGUR 3

FIGUR 4

